

Original document

ADJUSTABLE OPTICAL TRANSMITTER HAVING HIGH SIDE-MODE SUPPRESSION RATIO(SMSR) AND STABLE WAVELENGTH

Patent number: JP2001036190

Publication date: 2001-02-09

Inventor: ACKERMAN DAVID ALAN

Applicant: LUCENT TECHNOLOGIES INC

Classification:

- international: **H01S5/0687; H04B10/155; H01S5/06; H01S5/00; H04B10/152; (IPC1-7): H01S5/0687; H01S5/125; H04B10/04; H04B10/06; H04B10/14; H04B10/26; H04B10/28; H04J14/00; H04J14/02**

- european:

Application number: JP20000173064 20000609

Priority number(s): US19990330389 19990611

Also published:



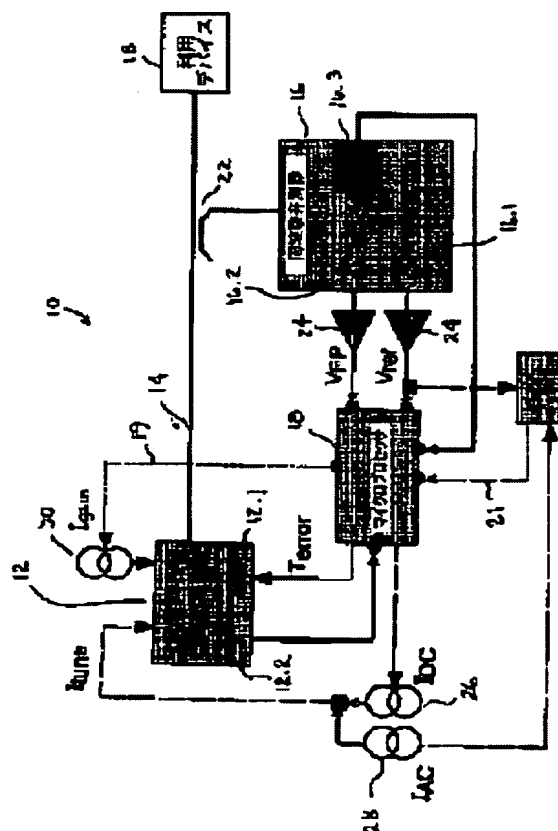
EP105974:
US606468
EP105974:
CA231044
EP105974:

View INPADOC patent family

Report a data error

Abstract of JP2001036190

PROBLEM TO BE SOLVED: To control an adjustable optical transmitter to operate without causing mode hoppings and at the same time, to maintain the side mode suppression ratio of the transmitter as high as possible, by supplying a tuned current of a level at which the side mode suppression ratio becomes the maximum to a laser with respect to each channel wavelength by means of a controller. **SOLUTION:** An analog approach is constituted of a combination of a phase sensitive detector(PSD) 20 and a dither source 28, and the primary derivative with respect to the tuned current of the output current of a distributed Bragg reflector(DBR) semiconductor laser 12 is generated. When a lock-in amplifier is used as the PSD 20, an in-phase lock-in signal generated by the amplifier becomes proportional to the primary differential coefficient. The derivative is used for controlling the operation of the laser 12. Namely, the laser 12 is constituted to operate at the maximum side mode suppression ratio(SMSR), regardless of to which channel the laser 12 is designated for providing a carrier signal.

Data supplied from the *esp@cenet* database - Worldwide

Description of corresponding document: US6064681

FIELD OF THE INVENTION

This invention relates generally to tunable optical transmitters, and, more particularly to such transmitters that include tunable DBR semiconductor lasers and arrangements for stabilizing such lasers and for maintaining their side mode suppression ratio (SMSR) relatively high.

BACKGROUND OF THE INVENTION

Wavelength division multiplexed (WDM) optical networks increase the information carrying capacity of a communication system by loading multiple channels, each at a different carrier frequency or wavelength, onto a single optical fiber. Over the last few years, the channel density of commercial WDM systems has increased dramatically. At the present time, for example, commercially available systems are available that operate at carrier wavelengths around 1.55 μm and that support 80 individual channels spaced at 50 GHz. Even larger capacity systems are being planned. These systems are often referred to as dense WDM or DWDM systems. It is advantageous in such systems to use optical sources (or transmitters) that can operate at any one of a subset of the desired channel wavelengths.

However, as these systems are operated for long periods of time, the DBR semiconductor lasers tend to degrade in performance due to aging and material defects. As a result, the wavelength of the laser drifts from the desired channel wavelength. If the drift is sufficiently large, the laser may experience a mode hop; i.e., its output may switch abruptly to a different longitudinal mode. In a WDM system, a channel experiencing a mode hop would abruptly start to operate in a mode (i.e., at a carrier wavelength) different from that originally assigned (e.g., at a channel wavelength different from that designated by an ITU grid).

Concomitant with the need to control (i.e., stabilize) the lasers so that each channel operates at a predetermined carrier wavelength (longitudinal mode) without mode hopping is the need to maintain the intensity of other longitudinal modes relatively low, that is, the side mode suppression ratio should be maintained as high as possible.

One prior art approach to achieving wavelength stabilization and maintaining high SMSR is described by S. L. Woodward in IEEE Photonics Lett., Vol. 4, No. 5, pp. 417-419 (May 1992), which is incorporated herein by reference (hereinafter referred to as Woodward). In the Woodward arrangement a DBR laser includes a Bragg tuning section monolithically integrated with a gain section disposed between a gain section and a photodetector section. A control loop ostensibly ensures single mode operation of the laser with high SMSR. More specifically, a 100 kHz sine wave (dither) is added to the tuning current applied to the Bragg section. An error signal is derived from light transmitted through the Bragg section to the integrated photodetector. This error signal is detected in a lock-in amplifier and fed back to the tuning section. As shown in FIG. 2 of their paper, Woodward suggests that maximum SMSR is obtained when the first derivative of the detector current (i.e., the laser output power) with respect to the tuning current is zero (i.e., $dP_{\text{out}}/dI_{\text{tune}} = 0$).

SUMMARY OF THE INVENTION

In practical WDM systems, I have found that the maximum SMSR for each channel does not necessarily occur where $dP_{\text{out}}/dI_{\text{tune}} = 0$. In fact, in a representative case the SMSR at $dP_{\text{out}}/dI_{\text{tune}} = 0$ may be 3-5 dB below the maximum; i.e., in most channels the maximum SMSR occurs at values of tuning current where this first derivative is not zero. Taking advantage of this discovery, in accordance with one aspect of the invention, a wavelength stabilized optical transmitter includes a DBR semiconductor laser and a feedback loop for controlling the center wavelength of the laser, characterized in that the transmitter also includes a memory in which are stored the non-zero values of $dP_{\text{out}}/dI_{\text{tune}}$ where the SMSR is a maximum for each channel. The transmitter also includes a multiplicity of different channel wavelengths and further includes a controller responsive to the stored values for delivering to the laser a level of tuning current that maximizes the SMSR for a particular channel wavelength.

BRIEF DESCRIPTION OF THE DRAWING

The invention, together with its various features and advantages, can be readily understood from the following more detailed description taken in conjunction with the accompanying drawing, in which:

FIG. 1 is a schematic, block diagrammatic view of an optical transmitter in accordance with one embodiment of the invention in which an analog scheme is used to generate $dP_{\text{out}}/dI_{\text{tune}}$;

FIG. 2 is a schematic, block diagrammatic view of an optical transmitter in accordance with another embodiment of the invention in which a digital scheme is used to generate $dP_{\text{out}}/dI_{\text{tune}}$;

FIG. 3 shows graphs of the wavelength of the output of a DBR laser and its SMSR as a function of tuning current measured at a gain current of 100 mA and a temperature of 20 DEG C.;

FIG. 4. shows graphs of the in-phase lock-in signal and the SMSR as a function of tuning current;

FIG. 5 shows graphs of the front facet output power (solid lines) and the SMSR (dashed lines) to demonstrate that the m

SMSR for each channel does not necessarily occur at tuning currents where dP_{out}/dI_{tune} is zero;

FIG. 6 shows graphs of the wavelength of the output of a DBR laser and the output power of the laser coupled into an optical fiber as a function of the gain current applied to the laser under closed loop wavelength and mode-hop control.

In the interest of clarity and simplicity, FIGS. 1 & 2 have not been drawn to scale. In addition, when describing physical optical dimensions, the symbol A stands for Angstroms, whereas when describing electric current, it stands for Amperes.

DETAILED DESCRIPTION OF THE INVENTION

With reference now to FIG. 1, an optical transmitter 10 in accordance with one embodiment of the invention comprises a tunable, distributed Bragg reflector (DBR) laser 12 designed to generate a light output at any one of a multiplicity of center wavelengths; for example, the carrier or channel wavelengths of a WDM communication system. The laser output is coupled into a transmission medium, illustratively depicted as an optical fiber 14. In a WDM system the outputs of a plurality of DBR lasers would be combined, for example in a suitable passive coupler (not shown), for simultaneous transmission over the fiber. The latter delivers the laser output to a utilization device 15 that may include a piece of terminal equipment, a optical receiver, an optical amplifier, an optical isolator, an optical coupler, an optical multiplexer, etc.

The DBR laser, which is well known in the art, typically comprises at least two monolithic, optically coupled sections arranged in tandem: a gain section and a DBR section.

Optionally, the laser may also include one or more of the following devices monolithically integrated therewith: an optical amplifier section, a modulator section, a photodetector section, other grating sections, or frequency tuning sections. Alternatively, the photodetector may be a discrete device external to the laser. (As discussed later, each of the embodiments of FIGS. 1 & 2 utilizes an external discrete photodetector 16.1 that is part of frequency discriminator 16.) In either case, the photodetector serves as a monitor of the output power of the laser. The output power is, in turn, determined by the gain current I_{gain} applied to the gain section. The output emission may emerge from the gain section, in which case it is commonly referred to as front facet emission, or it may emerge from the DBR section (or integrated photodetector section, if used), in which case it is commonly referred to as back facet emission. On the other hand, a tuning current I_{tune} is applied to the DBR section in order to tune the center wavelength of the laser output. In a WDM system the laser would be capable of generating a multiplicity of center wavelengths corresponding to a subgroup of the channel wavelengths. The outputs of different lasers generating different subgroups of wavelengths would then be combined to cover the spectrum spanned by the channels of the system.

Without more, however, the output wavelength of the laser 12 would not be stable over long periods of time; that is, the wavelength tends to drift due to aging and material defects in the laser. As discussed earlier, if the wavelength drift is sufficiently large, the laser may exhibit mode hopping; i.e., it may abruptly switch from operation in one longitudinal mode (center wavelength) corresponding to the desired or assigned channel wavelength to another longitudinal mode. Consequently, the transmitter 10 is provided with several feedback loops to stabilize its output wavelength and to suppress mode hopping. Optionally, it may also include a third feedback loop to maintain its output power constant.

More specifically, transmitter 10 includes a wavelength-stabilization feedback loop formed by an optical coupler or tap 22, a frequency discriminator 16, a microprocessor (.mu.P) 18 and laser 12. Well known thermoelectric cooler (TEC) 12.1 and temperature sensor 12.2 are thermally coupled to the laser. The tap 22 couples a small portion (e.g., 5%) of the light output of the laser to the discriminator 16. The discriminator, also well known, includes a collimator (not shown) for directing the optical signal from tap 22 to a beam splitter (also not shown). The latter splits the beam into two portions one of which is received by a reference photodetector 16.1 and the other of which is passed through a Fabry-Perot (FP) etalon (not shown) to a FP photodetector 16.2. The DC photocurrents I_{FP} and I_{ref} from these photodetectors are coupled to transimpedance amplifiers 24 to generate corresponding voltage signals V_{FP} and V_{ref} that are supplied as inputs to .mu.P 18. Discriminator 16 also includes a temperature sensor 16.3 that supplies another input to .mu.P 18, as does the temperature sensor 12.2 of laser 12. The .mu.P 18 then supplies an error signal T_{error} to TEC 12.1 to controllably alter the temperature of the laser and, more particularly, the temperature of the DBR section of the laser.

In operation, the wavelength-stabilization feedback loop measures the ratio (referred to as the discriminant) of the DC photocurrents. The error signal T_{error} is generated by deviation of this discriminant from the value stored in the .mu.P 18 for a predetermined center wavelength of operation for the laser (e.g., an ITU grid point). The error signal drives the TEC 12.1 to alter the temperature of the laser in a closed loop feedback fashion to null the deviation.

On the other hand, the mode-hop-suppression feedback loop includes a phase sensitive detector (PSD) 20 (e.g., a lock-in amplifier), a DC source 26 of tuning current, an AC source 28 of dither signal, and .mu.P 18. PSD 20 receives inputs from V_{ref} output of discriminator 16 and from a dither source 28 and delivers its output signal (e.g., the in-phase signal of the lock-in amplifier) over connection 21 to .mu.P 18. The dither signal from source 28 is added to the DC tuning signal from source 26 and is applied to the DBR section of the laser. The magnitude of the DC tuning current is controlled by .mu.P 18.

Illustratively, the DC tuning current ranges between 0.1 and 40 mA, whereas the dither current may have a relatively small amplitude of only about 10 .mu.A peak-to-peak.

In operation, the combination of the PSD 20 and the dither source 28 constitutes an analog approach to generating the first derivative of the output power of the laser with respect to the tuning current; i.e., dP_{out}/dI_{tune} . (As discussed later with reference to FIG. 2, a digital approach to generating this derivative may also be utilized.) Where the PSD is a lock-in amp the in-phase lock-in signal generated by the amplifier is proportional to this first derivative. The in-phase signal is taken positive when the derivative is positive, and otherwise it is taken to be negative or zero. (The quadrature signal from the amplifier has been observed to be insignificant for all values of tuning current used.) This first derivative is used to control operation of the laser so that it operates at maximum SMSR for whatever channel it is designated to provide the carrier signal. By maximum we mean to include not only the local maximum for each channel but also values for SMSR that are within 1 dB of that maximum. This range of acceptable SMSRs, of course, means that there is a corresponding range of acceptable values of dP_{out}/dI_{tune} and/or tuning current.

Thus, the staircase graph of FIG. 3 depicts the tuning of a DBR laser with each approximately horizontal step containing different values of the in-phase lock-in signal (i.e., values proportional to dP_{out}/dI_{tune}) corresponding to the local maximum SMSR. Typically these values are stored in memory in the μ P 18 before the transmitter is deployed in the field, e.g., while still in the factory. FIG. 4 illustrates the situation. The four vertical arrows 40-43 designate the values of the in-phase lock-in signal that provide a local maximum SMSR for each of four adjacent channels. In this case, the values -0.9, -1.0, -0.8, and -0.7 would be stored for channels corresponding to arrows 40-43, respectively. The corresponding values of tuning current might be stored in memory. Following the definition of the term maximum above, a range of these values might be stored to cover each of the local maxima ± 1 dB.

It is important to note that the values of tuning current corresponding to local maximum in SMSR do not necessarily correspond to those where $dP_{out}/dI_{tune} = 0$, as illustrated in FIG. 5. Here, the graphs depict both the front facet output power of the laser and the SMSR as a function of tuning current. The peaks of the power curve, where $dP_{out}/dI_{tune} = 0$, clearly do not coincide with the peaks of the SMSR curve, the local maxima in SMSR. In fact the tuning currents where $dP_{out}/dI_{tune} = 0$ appear skewed toward the lower current side of each SMSR peak and tend to be at values where the SMSR is 3-5 dB below the maxima.

Use of a constant amplitude dither current gives reduced lock-in signal for higher values of tuning current. In practice, the lock-in signal is detected to stabilize the tuning current to a particular value corresponding to an SMSR within about 1 dB of the local maximum for each tuning step (i.e., each channel). If more signal were required, the amplitude of the dither current might be scaled proportional to the tuning current to give constant optical modulation depth for each channel at each point of maximum SMSR. Alternatively, a constant voltage amplitude dither signal could be used.

The optional power control loop, shown in FIG. 1, includes the μ P 18, the connection 19 to gain current source 30, and the laser 12.

It is to be understood that the above-described arrangements are merely illustrative of the many possible specific embodiments which can be devised to represent application of the principles of the invention. Numerous and varied other arrangements can be devised in accordance with these principles by those skilled in the art without departing from the spirit and scope of the invention. In particular, the first derivative dP_{out}/dI_{tune} may be generated digitally rather than in the analog fashion described above. FIG. 2 illustrates this embodiment of the invention. The μ P 18 generates a square wave current ISW and controls its amplitude and duration. ISW is added to the DC current IDC so that the total tuning current applied to the DBR section is between two values IDC1 and IDC2; e.g., between IDC and IDC + ISW for the case where one of the values of the square wave is zero. Typically ISW is relatively small e.g., 10% to 20% of IDC. The variations in the laser output power produce small, incremental changes in tuning current are detected by the reference detector 16.1 in the discriminator 16. Ultimately these changes in current appear as variations in V_{ref} the input to μ P 18. A numerical derivative is calculated by the μ P 18 and is used to stabilize the laser in the same fashion as the derivative obtained in an analog fashion using the phase locked loop of FIG. 1.

EXAMPLE

This example describes an optical transmitter of the type depicted in FIG. 1 in accordance with one embodiment of the invention. Various materials, dimensions and operating conditions are provided by way of illustration only and, unless expressly stated, are not intended to limit the scope of the invention.

The DBR laser comprised a three section, monolithically integrated device including a DBR section disposed between a gain section and a photodetector section. However, the latter was not utilized. Rather a discrete photodetector within the discriminator was used as the power monitor. In one design the gain section was 410 μ m long; in another it was 820 μ m long. In both cases the gain section included an MQW active region including a stack of six compressively strained InGaAs (quaternary) quantum well layers grown on top of a 1.3 μ m bandgap waveguide layers. The DBR section was 300 μ m long and comprised a 1.42 μ m bandgap, 2000 Å thick quaternary layer grown during a separate growth step on top of waveguide layers after the active region MQW layers had been removed by selective chemical etching.

The laser was mounted on top of a carrier (e.g., a silicon or ceramic substrate) and, in a fashion well known in the art, the transmitter and sensor 12.2 were mounted under the carrier. Fiber was coupled through a well known lens arrangement to the front facet of the laser.

the laser. Coupler 22 was a commercially available 5% tap that delivered a portion of the laser output power to a collimator into the package wall of the discriminator 16. The light beam emerging from the collimator had a diameter of about 0.5 mm and a divergence of about 0.25 DEG. It was split into two beams by a sheet of InP that was AR coated on its output surface and was at an angle of about 10 DEG with respect to the input beam axis. The portion of the beam reflected from the InP splitter was incident on photodetector 16.1 that served as a power monitor. The portion of the beam transmitted through the splitter was incident on a FP etalon tilted at an angle of about 5 DEG with respect to the beam axis. Light emerging from the FP etalon was collected by photodetector 16.2. The photocurrent generated by the latter had impressed on it the transmission characteristics of the etalon. The power dependent ratio of the photocurrents of these two detectors served as the discriminant signal delivered to the μ P 18 as VFP by transimpedance amplifier 24.

The discriminant signal was measured to be largely polarization independent. A sampling of about 500 polarization states distributed evenly over the Poincare sphere produced variation of the discriminant signal equivalent to a total peak-to-peak variation in wavelength of about 3 pm (picometers) at the steepest slope of the discriminator vs wavelength function.

The free spectral range (FSR) of the FP etalon was designed to match the tuning step size of the laser. Data of FIG. 3 show tuning step size and FSR each of 100 GHz. As will be discussed later, a combination of 100 GHz components can be used in a DWDM system with 50 GHz channel spacing.

The PSD 20 was a commercially available lock-in amplifier, and the μ P 18 was a commercially available microprocessor. The dither source 28 imposed a 10 kHz, constant amplitude current (about 10 μ A peak-to-peak), on the DC tuning current from source 26. The latter ranged from about 0.1 to 40 mA.

FIG. 3 shows the characteristics of the DBR laser as a function of tuning current applied to the DBR section. Stepwise tuning to shorter wavelengths was observed with increasing tuning current. Midstep-to-midstep wavelength intervals of 0.8 nm (100 GHz) were observed, as determined by the optical length of the gain section (410 μ m in this case). The SMSR was observed to have a peak at the center (average current) of each tuning step. Fiber-coupled output power from the gain section, shown in FIG. 4, showed characteristic rounded peaks roughly centered on each tuning step. Closer inspection showed that the peaks in power occurred at tuning currents slightly lower than that corresponding to the centers of each tuning step or to the peaks in the wavelength curve. We investigated DBR lasers with both 100 GHz tuning steps (FIG. 3) and 50 GHz tuning steps (not shown).

With the feedback loops open and the tuning and gain currents fixed, variation in the DBR laser temperature was observed to cause the laser output to exhibit mode hopping. For a typical channel two mode hops were observed between and 10 and 40 DEG C. To investigate the effectiveness of the mode-hop-suppression loop, the open to closed loop cases were compared for each tuning step as the laser temperature was gradually increased from 0 DEG C and 40 DEG C. The results indicated that mode hopping was suppressed. No mode hops were observed for the approximately 20 tuning steps exhibited by this 50 GHz sized DBR laser over the entire temperature range. Tuning varied under closed loop conditions to maintain maximum SMSR as the temperature varied and the gain current remained fixed. The SMSR remained above about 30 dB over the entire range of tuning steps, and was below about 35 dB only at higher temperatures at which the laser's threshold current was relatively high. The observed rate of tuning with temperature was 0.095 \pm 0.003 nm/DEG C. for all steps, a value characteristic of 1.55 μ m DFB lasers as well.

Dual loop control was also demonstrated by operating the transmitter with both the wavelength-stabilization loop and the mode-hop-suppression loop closed. The gain current was ramped from 50 mA (just below threshold) at the highest tuning current to 100 mA. FIG. 6 shows the output power and wavelength for a given tuning step. Wavelength was observed to remain within about \pm 2 pm or \pm 0.25 GHz (wavelength resolution limited by instrumentation used) as the output power increased. Over the 50 mA range in gain current the fiber output power increased from about 0.05 to 0.17 mW, while the SMSR increased from about 35.5 to 41.5 dB. In practice, the third, power control feedback loop could be used to maintain constant the output power using the photodetector 16.1 in the discriminator 16. This third loop would operate together with the other two loops to control the power, wavelength and SMSR at a given point on FIG. 6.

Data supplied from the *esp@cenet* database - Worldwide

Claims of corresponding document: **US6064681**

What is claimed is:

1. A optical transmitter for use in a WDM system having a multiplicity of channels each operating at a different channel wavelength, said transmitter comprising
 - a DBR semiconductor laser, the output of said laser having a center wavelength and at least one side mode, said center wavelength being responsive to tuning current applied to said laser,
 - a feedback loop for controlling said center wavelength, characterized in that said transmitter also includes a memory in which are stored a non-zero value of a first derivative of the output power of said laser with respect to tuning current where a side mode suppression ratio (SMSR) is a maximum for each of said multiplicity of different channel wavelengths, and

a controller for generating said first derivative and for comparing said generated and stored values, and, in response to said comparison, for delivering to said laser a level of tuning current that maximizes the SMSR for a particular channel wavelength.

2. The invention of claim 1 wherein said transmitter includes a microprocessor, said microprocessor including said memory and said controller.
3. The invention of claim 1 wherein said feedback loop includes a first feedback loop for stabilizing said center wavelength, and a second feedback loop for preventing said center wavelength from hopping from one longitudinal mode to another.
4. The invention of claim 1 wherein said laser comprises a DBR section and a gain section arranged in tandem, said transmitter includes a current source for applying said tuning current to said DBR section, a phase sensitive detector (PSD), and a dither signal source coupled to said PSD and to said DBR section.
5. The invention of claim 4 further including a frequency discriminator responsive to an output of said laser, a microprocessor responsive to the outputs of said discriminator and said PSD for generating said first derivative.
6. The invention of claim 5 wherein said PSD is a lock-in amplifier that generates an in-phase lock-in signal, and said microprocessor compares the values of said in-phase lock-in signal to said stored values of said first derivative, thereby to deliver to said DBR section tuning current that maximizes said SMSR for each of said channel wavelengths.
7. The invention of claim 4 wherein said transmitter output is amplitude modulated, and the output of said dither source is proportional to the tuning current so as to provide essentially constant modulation depth for each channel at each of the points of maximum SMSR.
8. The invention of claim 4 wherein said transmitter output is amplitude modulated, and the output of said dither source is essentially a constant voltage at each of the points of maximum SMSR.
9. The invention of claim 1 wherein said laser comprises a DBR section and a gain section arranged in tandem, said transmitter includes a current source for applying said tuning current to said DBR section, said controller includes a microprocessor that provides a relatively low amplitude square wave that is added to said tuning current to cause amplitude variations therein, said transmitter includes means for detecting said variations and for supplying a corresponding signal to said microprocessor, said microprocessor calculating a numerical first derivative in response to said signal and comparing said calculated and stored first derivatives to one another, and based on said comparison adjusting the amplitude and duration of said square wave to deliver to said DBR section tuning current that maximizes said SMSR.

Data supplied from the *esp@cenet* database - Worldwide

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2001-36190

(P2001-36190A)

(43) 公開日 平成13年2月9日 (2001.2.9)

(51) Int.Cl.⁷

識別記号

F I

テーマコード* (参考)

H 0 1 S 5/0687
5/125

H 0 1 S 5/0687
5/125

H 0 4 B 10/14
10/06
10/04

H 0 4 B 9/00

S
E
Y

審査請求 未請求 請求項の数 9 O L (全 9 頁) 最終頁に続く

(21) 出願番号 特願2000-173064 (P2000-173064)

(22) 出願日 平成12年6月9日 (2000.6.9)

(31) 優先権主張番号 09/330389

(32) 優先日 平成11年6月11日 (1999.6.11)

(33) 優先権主張国 米国 (US)

(71) 出願人 596092698

ルーセント テクノロジーズ インコーポ
レーテッド

アメリカ合衆国, 07974-0636 ニュージ
ャーシイ, マレイ ヒル, マウンテン ア
ヴェニュー 600

(72) 発明者 デビット アラン アッカーマン

アメリカ合衆国 08525 ニュージャース
イ, ホープウェル, イースト プロスペク
ト ストリート 7

(74) 代理人 100064447

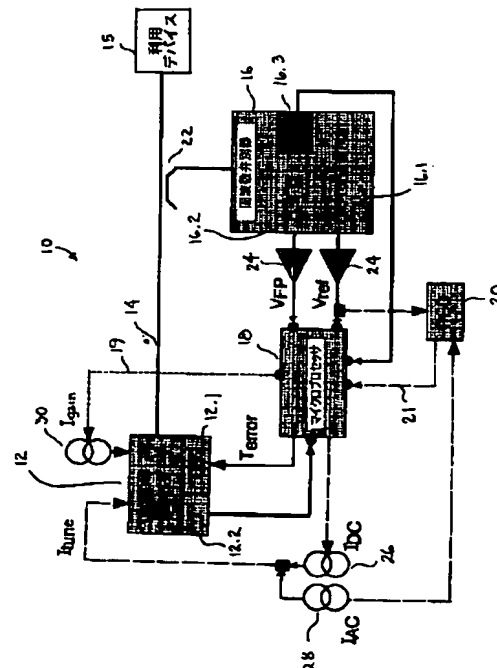
弁理士 岡部 正夫 (外11名)

(54) 【発明の名称】 サイドモード抑圧比 (SMSR) が高く波長も安定した可調光送信機

(57) 【要約】 (修正有)

【課題】 実際の波長分割多重システムにおいては、各チャンネルに対するサイドモード抑圧比は、必ずしも $dP_{out}/dI_{tune} = 0$ において最大とはならない。

【解決手段】 波長安定化光送信機は、分布型ブラッグ反射器半導体レーザおよびレーザの中心波長を制御するためのフィードバックループを備える。特徴として、この光送信機は、メモリを備えるが、このメモリ内には、サイドモード抑圧比が極大となる第一次導関数 dP_{out}/dI_{tune} の非ゼロの値が複数の異なるチャンネル波長のおおのに対して格納される。この光送信機は、さらに、コントローラを備え、このコントローラは、これら格納されている値にตอบสนองして、レーザに、サイドモード抑圧比が最大となるレベルの同調電流を各チャンネル波長に対して供給する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 おのおのが異なるチャネル波長にて動作する複数のチャネルを持つ波長分割多重(WDM)システム内で用いるための光送信機であって、レーザ出力が中心波長および少なくとも一つのサイドモードを持つ、分布型ブラッグ反射器(DBR)半導体レーザであって、前記中心波長が前記レーザに加えらる同調電流に応答して変化しするような分布型ブラッグ反射器(DBR)半導体レーザ、前記中心波長を制御するためのフィードバックループを備え、特徴として、この光送信機において、サイドモード抑圧比(SMSR)が極大となる前記レーザの出力電力の同調電流に関する第一次導関数の非ゼロ値が前記複数の異なるチャネル波長のおのおのに対して格納されるメモリ、及び第一次導関数を生成し、生成された導関数を格納されている値と比較し、この比較に基づいて、前記レーザに前記サイドモード抑圧比(SMSR)が極大となるレベルの同調電流を個々のチャネル波長に対して供給するコントローラを含むことを特徴とする光送信機。

【請求項2】 前記光送信機がマイクロプロセッサを備え、このマイクロプロセッサが前記メモリおよび前記コントローラを備えることを特徴とする請求項1の光送信機。

【請求項3】 前記フィードバックループが、中心波長を安定化させるための第一のフィードバックループと、中心波長がある縦モードから別の縦モードにホッピングするのを抑圧するための第二のフィードバックループを含むことを特徴とする請求項1の光送信機。

【請求項4】 前記レーザが、タンデムに配列された分布型ブラッグ反射器(DBR)セクションと利得セクションを含み、前記光送信機が前記同調電流を前記分布型ブラッグ反射器(DBR)セクションに加えるための電流源、位相センシティブ検出器(PSD)、および前記位相センシティブ検出器(PSD)と前記分布型ブラッグ反射器(DBR)セクションに結合されたディザ信号源を備えることを特徴とする請求項1の光送信機。

【請求項5】 さらに、前記レーザの出力にตอบสนองする周波数弁別器、および前記周波数弁別器と前記位相センシティブ検出器(PSD)の出力にตอบสนองして前記第一次導関数を生成するためのマイクロプロセッサを備えることを特徴とする請求項4の光送信機。

【請求項6】 前記位相センシティブ検出器(PSD)が同相ロックイン信号を生成するロックイン増幅器から成り、前記マイクロプロセッサが前記同相ロックイン信号を前記格納されている前記第一次導関数の値と比較し、これに基づいて、前記分布型ブラッグ反射器(DBR)セクションに、前記複数のチャネル波長のおのおのに対して、前記サイドモード抑圧比(SMSR)を最大にする同調電流を供給することを特徴とする請求項5の

光送信機。

【請求項7】 前記光送信機の出力が振幅変調され、前記ディザ源の出力が、前記同調電流に比例して、各チャネルに対して、極大サイドモード抑圧比(SMSR)の各ポイントにおいて、本質的に一定な変調深さが達成されるようにスケールリングされることを特徴とする請求項4の光送信機。

【請求項8】 前記光送信機の出力が振幅変調され、前記ディザ源の出力が、極大サイドモード抑圧比(SMSR)の各ポイントにおいて、本質的に一定な電圧とされることを特徴とする請求項4の光送信機。

【請求項9】 前記レーザが、タンデムに配列された分布型ブラッグ反射器(DBR)セクションと利得セクションを含み、前記光送信機が前記分布型ブラッグ反射器(DBR)セクションに前記同調電流を加えるための電流源を備え、前記コントローラがマイクロプロセッサを備え、このマイクロプロセッサが相対的に低い振幅の方形波を供給し、これを前記同調電流に加えることで前記同調電流に振幅の変動が起され、前記光送信機が、前記同調電流の振幅の変動を検出し、対応する信号を前記マイクロプロセッサに供給するための手段を備え、前記マイクロプロセッサが、前記信号にตอบสนองして第一次導関数の数値を計算し、計算された第一次導関数と格納されている第一次導関数を比較し、この比較に基づいて、前記方形波の振幅および継続期間を変化させることで、前記分布型ブラッグ反射器(DBR)セクションに、前記サイドモード抑圧比(SMSR)が最大となる同調電流を供給することを特徴とする光送信機。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、一般的には、可調光送信機、より詳細には、可調分布型ブラッグ反射器(DBR)半導体レーザ並びにレーザを安定化させるためおよびサイドモード抑圧比(SMSR)を比較的高く維持するための手段を備える光送信機に関する。

【0002】

【従来の技術】波長分割多重(WDM)光網は、おのおのが異なる搬送波周波数あるいは波長を持つ複数のチャネルを単一の光ファイバ上にローディングすることで、通信(例えば、伝送)システムの情報搬送能力を増加させる。過去数年間で、商用波長分割多重(WDM)システムのチャネル密度は劇的に増加している。現時点では、例えば、約1.55 μm 近傍の搬送波周波数にて動作し、80個の別個のチャネルを、50GHzの間隔にて搬送する能力を持つ商用システムが存在する。さらに大きな容量を持つシステムも現在計画中である。これらシステムは、しばしば、稠密WDMあるいはDWDMシステムと呼ばれている。このようなシステムにおいては、好ましくは、複数の所望のチャネル波長のサブセットの任意の一つにて動作できる光源(あるいは光送信機

が用いられる。

【0003】ただし、これらシステムを長期間に渡って動作していると、分布型ブラッグ反射器（DBR）半導体レーザの性能が、エージングおよび材料の欠陥に起因して、次第に劣化し、レーザの波長が所望のチャンネル波長から別の波長にドリフトするようになる。ドリフトが大きくなると、レーザは、モードホップ（mode hop）を示すようになる。つまり、出力が、突然、異なる縦モードにスイッチするようになる。波長分割多重（WDM）システムでは、モードホップを起こすチャンネルは、突然、当初指定されたモードとは異なるモード（つまり、搬送波波長）（例えば、ITUグリッドポイントによって指定されるのとは異なるチャンネル波長）にて動作し始める。

【0004】レーザを、所定の搬送波波長（縦モード）にて、モードホッピングを起こすことなく、動作するように制御する（つまり、安定化させる）必要性和同時に、他の縦モードの強度を相対的に低く維持する必要性、つまり、サイドモード抑圧比（SMSR）をできる限り高く維持する必要性が存在する。

【0005】

【課題を解決するための手段】波長の安定化するため、およびサイドモード抑圧比（SMSR）を高く維持するための従来の技術による一つのアプローチが、S.L.Woodwardらによって、IEEE Photonics Lett., Vol.4, No.5, pp.417-419 (May 1992)において開示されている（以降、これはWoodwardとして言及される）。Woodwardの構成によると、分布型ブラッグ反射器（DBR）レーザは、ブラッグ同調セクションを備え、これが利得セクションと光検出器との間に配置され、これらセクションとモノリシックに一体化される。表面向きは、制御ループによって、レーザの単一モードの動作と高いサイドモード抑圧比（SMSR）が確保されている。より具体的には、ブラッグセクションに供給される同調電流に、100 kHzの正弦波（ディザ）が加えられる。エラー信号がブラッグセクションを通じて一体化された光検出器に送信される光信号から導出され、このエラー信号がロックイン増幅器によって検出され、同調セクションにフィードバックされる。彼らの論文の図2に示されるように、Woodwardは、サイドモード抑圧比（SMSR）は、検出器電流（つまり、レーザの出力電力）の同調電流に関する第一次導関数がゼロとなるときの（つまり、 $dP_{out}/dI_{tune} = 0$ のとき）最大となることを示唆する。

【0006】

【発明が解決しようとする課題】実際の波長分割多重（WDM）システムにおいては、各チャンネルに対するサイドモード抑圧比（SMSR）は、必ずしも $dP_{out}/dI_{tune} = 0$ において最大とはならず、実際、代表的なケースにおいては、サイドモード抑圧比（SMSR）は、 $dP_{out}/dI_{tune} = 0$ においては極大より3～5

dB低くなること、つまり、殆どのチャンネルでは、サイドモード抑圧比（SMSR）は、第一次導関数が0ではない同調電流の値において極大となることが発見された。この発見に基づいて、本発明の一つの実施例による波長安定化光送信機は、分布型ブラッグ反射器（DBR）半導体レーザおよびレーザの中心波長を制御するためのフィードバックループを備える。特徴として、この光送信機は、メモリを備えるが、このメモリ内には、サイドモード抑圧比（SMSR）が極大となる第一次導関数 dP_{out}/dI_{tune} の非ゼロの値が複数の異なるチャンネル波長のおおのに対して格納される。この光送信機は、さらに、コントローラを備え、このコントローラは、これら格納されている値にตอบสนองして、レーザに、サイドモード抑圧比（SMSR）が最大となるレベルの同調電流を各チャンネル波長に対して供給する。

【0007】本発明および本発明の様々な特徴および長所が、以下の詳細な説明を、付録の図面を参照しながら読むことで一層明らかになるものである。

【0008】なお、図面を簡潔にするために、図1および図2は、正確な縮尺では描かれていない。加えて、Aは、物理的あるいは光学的単位を記述する場合は、オングストロームを表し、電流を記述する場合は、アンペアを表す。

【0009】

【発明の実施の形態】図1に示すように、本発明の一つの実施例による光送信機10は、複数の中心波長の任意の一つ、例えば、波長分割多重（WDM）通信システムのキャリアあるいはチャンネル波長の光出力を生成するように設計された可調分布型ブラッグ反射器（DBR）レーザ12を備える。このレーザの出力は、一例として光ファイバ14として示される伝送媒体に結合される。波長分割多重（WDM）システムにおいては、複数の分布型ブラッグ反射器（DBR）レーザの出力が、例えば、適当な受動結合器（図示せず）内で、例えば、ファイバを通じて同時に伝送するために結合される。後者は、レーザ出力をこれを利用するデバイス15に配信する。デバイス15としては、端末装置、光受信機、光増幅器、光イソレータ、光結合器、光マルチプレクサなどが含まれる。

【0010】分布型ブラッグ反射器（DBR）レーザは、当分野において周知のように、典型的には、光学的にタンデム配列に結合された少なくとも2つのモノリシックなセクション、つまり、利得セクションと分布型ブラッグ反射器（DBR）セクションを含む。オプションとして、このレーザは、これとモノリシックに一体化された一つあるいは複数のデバイス、例えば、光増幅器セクション、変調器セクション、光検出器セクション、他の格子セクション、あるいは周波数同調セクションを含むこともできる。別の方法として、光検出器は、レーザにとって外部の離散デバイスとすることもできる。（後

に説明するように、図1および図2の各実施例においては、周波数弁別器16の一部を形成する外部離散光弁別器16.1が利用される)。いずれの場合も、光検出器は、レーザの出力電力のモニタとして機能する。出力電力は、利得セクションに加えられる利得電流 I_{opt} によって決定される。出力光は、利得セクションから出現することも、分布型ブラッグ反射器(DBR)セクション(あるいは一体化された光検出器セクション)から出現することもあり、前者の場合は、通常、正面放出と呼ばれ、後者の場合は、通常、背面放出と呼ばれる。同調電流 I_{mod} が、レーザ出力の中心波長を同調するために分布型ブラッグ反射器(DBR)セクションに加えられる。波長分割多重(WDM)システムにおいては、レーザは、チャネル波長のサブグループに対応する複数の中心波長の任意の一つを生成する能力を持ち、様々な異なるサブグループの波長を生成する異なるレーザの出力を結合することで、システムの広範囲なチャネルのスペクトル(広がり)がカバーされる。

【0011】ただし、レーザ12の出力波長は、そのままでは、時間の経過と共に不安定となることがある。つまり、波長がエージングおよびレーザ内の材料の欠陥のために、ドリフトすることがある。前述のように、波長が大きくドリフトすると、レーザは、モードホッピングを示すことがある。つまり、レーザが、突然、所望のあるいは指定されたチャネル波長に対応する一つの縦モード(中心波長)から別の縦モードにスイッチすることがある。このために、送信機10には、出力波長を安定化するためのフィードバックループ、およびモードホッピングを抑圧するためのフィードバックループが設けられる。さらに、オプションとして、送信機10に、出力電力を一定に維持するための第三のフィードバックループを設けることもある。

【0012】より具体的には、光送信機10は、波長安定化フィードバックループを備え、これは、光結合器あるいはタップ22、周波数弁別器16、マイクロプロセッサ(μP)18、およびレーザ12から構成される。レーザ12には、周知の熱電気クーラ(TEC)12.1および温度センサ12.2が熱的に結合される。タップ22は、光出力の小さな割合(例えば、5%)を、周波数弁別器16に結合する。周波数弁別器16は、当分野においては周知のように、コリメータ(図示せず)を備え、タップ22からの光信号をビームスプリッタ(図示せず)に向ける。ビームスプリッタは、ビーム(光信号)を2つの部分に分割する。この一方は、参照光検出器16.1によって受光され、もう一方は、ファブリペロ(FP)エタロン(図示せず)を通じてファブリペロ(FP)光検出器16.2にパスされる。これら光検出器からのDC光電流 I_{ref} および I_{out} を、トランスインピーダンス増幅器24に結合することで、対応する電圧信号 V_{ref} および V_{out} が生成され、これら電圧信号が入

力としてマイクロプロセッサ18に供給される。周波数弁別器16は、さらに、温度センサ16.3を備える。この出力は、マイクロプロセッサ18の一方の入力に供給され、レーザ12の温度センサ12.2からの出力がもう一つの入力に供給される。一方、マイクロプロセッサ18は、エラー信号 T_{err} を熱電気クーラ(TEC)12.1に供給し、これによって、レーザ12の温度、より具体的には、レーザ12の分布型ブラッグ反射器(DBR)セクションの温度を制御する。

【0013】動作においては、この波長安定化フィードバックループは、DC光電流の比を測定する(この比は、弁別比と呼ばれる)。エラー信号 T_{err} が、マイクロプロセッサ18内にレーザの所定の中心波長(例えば、ITU格子ポイント)に対して格納されている値とこの判別比との間の偏差として生成される。このエラー信号にて熱電気クーラ(TEC)12.1を駆動することで、レーザの温度が、閉じたフィードバックループ方式にてこの偏差が0になるまで変化される。

【0014】他方、モードホップ抑圧フィードバックループは、位相センシティブ検出器(PSD)20(例えば、ロックイン増幅器)、同調電流のDC源26、ディザ信号のAC源28、およびマイクロプロセッサ18から構成される。位相センシティブ検出器(PSD)20は、周波数弁別器16の V_{out} 出力とディザ源28から入力を受信し、出力信号(例えば、ロックイン増幅器の同相信号)を接続21を通じてマイクロプロセッサ18に供給する。ディザ源28からのディザ信号は、DC源28からのDC同調信号に加えられ、レーザ12の分布型ブラッグ反射器(DBR)セクションに加えられる。DC同調電流の規模はマイクロプロセッサ18によって制御される。

【0015】一例として、DC同調電流は、0.1~40mAのレンジを持ち、ディザ電流は、たった約10 μA なるピーク・トゥ・ピークの比較的小さな振幅を持つ。

【0016】動作においては、位相センシティブ検出器(PSD)20とディザ源28の組合せからアナログアプローチが構成され、レーザ12の出力電流の同調電流に関する第一次導関数、つまり、 dP_{out}/dI_{mod} が生成される。(後に図2との関連で説明するように、デジタルアプローチを用いてこの導関数を生成することもできる)。位相センシティブ検出器(PSD)20としてロックイン増幅器が用いられる場合は、ロックイン増幅器によって生成される同相ロックイン信号は、この第一次導関数に比例する。この同相信号は、導関数が正である場合は正とされ、その他の場合は、負あるいは0とされる。(ロックイン増幅器からの直交信号は、用いられる全ての同調電流に対して重要でないことが確認されている)。この第一次導関数がレーザの動作を制御するために用いられる。つまり、レーザがキャリア信号を

提供するためにどのようなチャネルに対して指定されている場合でも、レーザが極大サイドモード抑圧比(SMSR)にて動作するようにされる。ここで用いられる極大なる用語は、各チャネルに対する局所極大のみでなく、極大値の約1 dB以内のサイドモード抑圧比(SMSR)値も含むことに注意する。許容可能なサイドモード抑圧比(SMSR)のレンジは、勿論、 dP_{out}/dI_{tune} および/あるいは同調電流についても対応する許容可能なレンジが存在することを意味する。

【0017】図3の階段状のグラフは、分布型ブラッグ反射器(DBR)レーザの同調の様子を示す。ここで、各概ね水平なステップは、極大サイドモード抑圧比(SMSR)に対応する(つまり、 dP_{out}/dI_{tune} に比例する)同相ロックイン信号の様々な異なる値を含む。典型的には、これら値は、送信機が現場に展開される前に、例えば、それらがまだ工場に置かれているときに、マイクロプロセッサ18のメモリ内に格納される。図4はこの状況を示す。4つの垂直な矢印40~43は、4つの隣接するチャネルの各々に対して、極大サイドモード抑圧比(SMSR)を提供する同相ロックイン信号の値を示す。このケースにおいては、それぞれ、矢印40~43に対応するチャネルに対して、それぞれ、-0.9、-1.0、-0.8および-0.4なる値が格納される。同調電流の対応する値もメモリ内に格納される。上述の極大なる用語の定義に従うと、格納されるこれら値は、おのおの、極大 ± 1 dBのレンジをカバーする。

【0018】注意すべき点は、図5に示すように、極大サイドモード抑圧比(SMSR)に対応する同調電流の値は、必ずしも、 $dP_{out}/dI_{tune}=0$ におけるそれらとは対応しないことである。より具体的には、図5のグラフは分布型ブラッグ反射器(DBR)レーザの正面出力電力およびサイドモード抑圧比(SMSR)の両方を同調電流の関数として示すが、図面から明らかなように、 $dP_{out}/dI_{tune}=0$ における電力曲線のピークは、サイドモード抑圧比(SMSR)曲線のピーク、つまり、サイドモード抑圧比(SMSR)の極大とは一致せず、実際には、 $dP_{out}/dI_{tune}=0$ における同調電流は、サイドモード抑圧比(SMSR)の各ピークのより低い方向にずれ、ここでは、サイドモード抑圧比(SMSR)は、極大値より3~5 dBだけ低くなる傾向がある。

【0019】一定の振幅のディザ電流を用いた場合は、同調電流の値が高くなると、ロックイン信号は低減する。このため、実施においては、各同調ステップ(つまり、チャネル)に対して極大値の約1 dB以内のサイドモード抑圧比(SMSR)に対応する特定の値に同調電流を安定化するために、ロックイン信号が十分であるか検出される。より多くの電流が必要とされる場合は、ディザ電流の振幅を同調電流に比例してスケールアップすることで、各チャネルに対して極大サイドモード抑

比(SMSR)の各ポイントにおいて一定な光変調深さが得られるようにされる。別の方法として、一定な電圧振幅のディザ電流を用いることもできる。

【0020】図1に示すように、オプションとしての電力制御ループが、マイクロプロセッサ18、利得電流源30への接続19、およびレーザ12から構成される。

【0021】上述の構成は、単に、本発明の原理に従って実現することが可能な幾つかの実施を解説するためのものであり、当業者においては、本発明の精神および範囲から逸脱することなく、他の様々な構成を考案できることに注意する。より具体的には、第一次導関数 dP_{out}/dI_{tune} は、上述のようにアナログ的ではなく、デジタル的に生成することもできる。図2は、本発明のこの実現を示す。マイクロプロセッサ18は、方形波電流 I_{sq} を生成し、その振幅および継続期間を制御する。方形波電流 I_{sq} がDC電流 I_{oc} に加えられ、こうして、分布型ブラッグ反射器(DBR)セクションに加えられる同調電流の総量が2つの値 I_{oc1} と I_{oc2} の間でスイッチされる。例えば、方形波のこれら値の一方が0の場合は、 I_{oc} と $I_{oc}+I_{sq}$ の間でスイッチされる。典型的には、 I_{sq} は、相対的に小さな値、例えば、 I_{oc} の 10^{-3} ~ 10^{-4} とされる。同調電流の小さな増分変化の結果として現われるレーザ出力電力の変化が周波数弁別器16内の参照検出器16.1によって検出される。終局的には、この電流の変化は、マイクロプロセッサ18への入力に所定 V_{ref} の変化として現われる。マイクロプロセッサ18によって導関数の数値が計算され、これがレーザを安定化するために、図1の位相固定ループを用いてアナログ的に得られる導関数を用いる場合と同様なやり方で用いられる。

【0022】例

以下の例は、本発明の一つの実施例による図1に示すタイプの光送信機について解説する。様々な材料、寸法および動作条件は、単に解説のために示されるものであり、特に明言されない限り、本発明の範囲を限定することを意図するものではない。

【0023】分布型ブラッグ反射器(DBR)レーザは、利得セクション、光検出器セクション、およびこの間に配置される分布型ブラッグ反射器(DBR)セクションから成る3セクションモノリシック一体型デバイスとして構成される。ただし、光検出器セクションの代わりに、周波数弁別器内の離散光検出器を電力モニタとして用いることもできる。一つの設計においては、利得セクションの長さは、 $410\mu\text{m}$ とされ、もう一つの設計においては、これは、 $820\mu\text{m}$ とされる。いずれの場合も、利得セクションは、MQWアクティブ領域を備え、この領域は、 $1.3\mu\text{m}$ のバンドギャップの導波路層の上面に6個の圧縮されたInGaP(4元)量子井戸層を成長させることで得られる。分布型ブラッグ反射器(DBR)セクションの長さは、 $300\mu\text{m}$ とされ、

これは、上述の導波路層の上面に、MQWアクティブ領域の層を選択的的化学エッチングにて除去した後に、別個の成長過程にて1.42 μm のバンドギャップの2000 Åの厚さの4元層を成長させることで得られる。

【0024】レーザが担体（例えば、シリコンあるいはセラミック基板）の上部に配置され、当分野において周知のやり方で、担体の下部に熱電気クーラ（TEC）12.1およびセンサ12.2が配置される。ファイバ14が周知のレンズ配列を経るようレーザの正面に結合される。光結合器22には、市販の5%タップが用いられ、これによって、レーザ出力電力の一部が周波数弁別器16のパッケージ壁内に設けられたコリメータに向けられる。このコリメータから出る光線の直径は、約0.5 mm、発散は約0.25°程度とされる。これが出力面をARコーティングされ、入力光線軸に対して約10°の角度だけ傾斜されたInPシートによって2つの光線に分割される。InPスプリッタから反射される光線の部分は電力モニタとして機能する光検出器16.1に当てられる。スプリッタを透過するビームの部分は光線軸に対して約5°の角度に傾斜されたファブリペロ（FP）エタロンに当てられる。ファブリペロ（FP）エタロンから出る光は、光検出器16.2によって集光される。こうして、光検出器16.2によって生成される光電流の上にはエタロンの透過特性が印加される。これら2つの検出器の光電流の電力依存比がトランスインピーダンス増幅器24によって V_f としてマイクロプロセッサ18に供給される弁別信号として機能する。

【0025】弁別信号を測定したが、これは偏波にはあまり依存しないことが分かった。つまり、ポアンカレ球上に一様に分布する約500個の偏波状態がサンプリングされたが、こうして生成される弁別信号の変動は、周波数弁別器の波長に対して、最も深いスロープの所で、約3 pm（ピコメートル）の波長における総ピーク・トゥ・ピーク変動に相当する程度であることが分かった。

【0026】ファブリペロ（FP）エタロンの自由スペクトルレンジ（FSR）は、レーザの同調ステップサイズに一致するように設計された。図3のデータは、おのおの100 GHzの同調ステップサイズと自由スペクトルレンジ（FSR）を示す。後に説明するように、稠密波長分割多重（DWDM）システムにおいては、100 GHzの成分の組合せが、50 GHzのチャンネル間隔にて用いられる。

【0027】位相センシティブ検出器（PSD）20は市販のロックイン増幅器とされ、マイクロプロセッサ18も市販のマイクロプロセッサとされた。ディザ源28によって、DC源26からのDC同調電流の上に10 kHzの一定の振幅の電流（約10 μA ピーク・トゥ・ピーク）が印加された。

【0028】図3は、分布型ブラッグ反射器（DBR）レーザの特性を分布型ブラッグ反射器（DBR）セクシ

ョンに加えられる同調電流の関数として示す。同調電流を増加することで、より短い波長側にステップ様に同調できることが観測された。0.8 nm（100 GHz）なるステップ間（中央から中央まで）波長間隔が観測されたが、これは、利得セクションの光学長（この場合は、410 μm ）によって決まる。サイドモード抑圧比（SMSR）のピークは、各同調ステップの中央（平均電流）の所に来ることが観測された。図5に示すように、利得セクションからのファイバ結合された出力電力は、各同調ステップの概ね中央に丸まった特性ピークを示す。ただし、より注意深く調べた結果、電力のピークは、各同調ステップの中央、すなわち、サイドモード抑圧比（SMSR）曲線のピークに対応する同調電流より幾分低い所で起こることが分った。我々は、分布型ブラッグ反射器（DBR）レーザについて100 GHzなる同調ステップ（図3）および50 GHzなる同調ステップ（図示せず）の両方を用いて調べた。

【0029】フィードバックループが開かれ、かつ、同調電流および利得電流が固定された状態では、分布型ブラッグ反射器（DBR）レーザの温度が変動すると、レーザ出力はモードホッピングを起こすことが観測された。典型的なチャンネルの場合は、10°から40°Cの間で2個のモードホップが観測された。モードホップ抑圧ループの有効性を調べるために、ループを閉じた状態と、開いた状態で、レーザ温度を0°Cから40°Cまで次第に増加させ、各同調ステップについて、両者が比較された。この結果、モードホッピングが抑圧されることが確認された。この50 GHzなるステップサイズの分布型ブラッグ反射器（DBR）レーザでは、この温度レンジ全体を通じて、約20個の同調ステップに対して、モードホップは全く観測されなかった。温度を変化させ、利得電流は一定に維持して、ループを閉じて、極大サイドモード抑圧比（SMSR）が維持されるように同調が試みられた。この結果、サイドモード抑圧比（SMSR）は、全ての同調ステップに対して、全レンジに渡って、約30 dB以上に維持され、レーザの閾値電流が比較的高いより高い温度においてのみ約35 dBより低くなることが確認された。温度に対する同調のレートは、全てのステップに対して、0.095 \pm 0.003 nm/C°であることが観測されたが、これも、1.55 μm DBRレーザに固有の値である。

【0030】送信機を波長安定化ループとモードホップ抑圧ループの両方を閉じて動作することで、二重ループ制御についても実験された。利得電流が50 mA（最も高い同調電流の閾値よりすぐ下の値）から100 mAまで増加された。図6は、与えられた同調ステップに対する出力電力と波長の関係を示す。波長は、出力電流が増加しても、約 \pm 2 pm、あるいは \pm 0.25 GHz以内（用いられる計器によって決まる波長分解能の範囲内）にとどまることが観測された。この利得電流の50 mA

の範囲を通じて、ファイバ出力電力は、約0.05mWから0.17mWに増加し、サイドモード抑圧比(SMSR)は、約33.5dBから41.5dBに増加した。実施に当たっては、第三の電力制御フィードバックループを、周波数弁別器16内の光検出器16.1と共に、出力電力を一定に維持するために用いることも考えられる。この第三のループを、他の2つのループと一緒に動作させることで、電力、波長およびサイドモード抑圧比(SMSR)を図6上の任意のポイントに維持することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の一つの実施例による dP_{out}/dI_{tune} を生成するためにアナログスキームを用いる光送信機の略ブロック図である。

【図2】本発明のもう一つの実施例による dP_{out}/dI_{tune} を生成するためにデジタルスキームを用いる光送信機の略ブロック図である。

【図3】分布型ブラッグ反射器(DBR)レーザの出力の波長およびそのサイドモード抑圧比(SMSR)を同調電流の関数として示すグラフであり、100mAなる利得電流と20°Cなる温度にて遂行された結果を示す図である。

【図4】同相ロックイン信号とサイドモード抑圧比(SMSR)を同調電流の関数として示すグラフである。

【図5】正面出力電力(実線)とサイドモード抑圧比

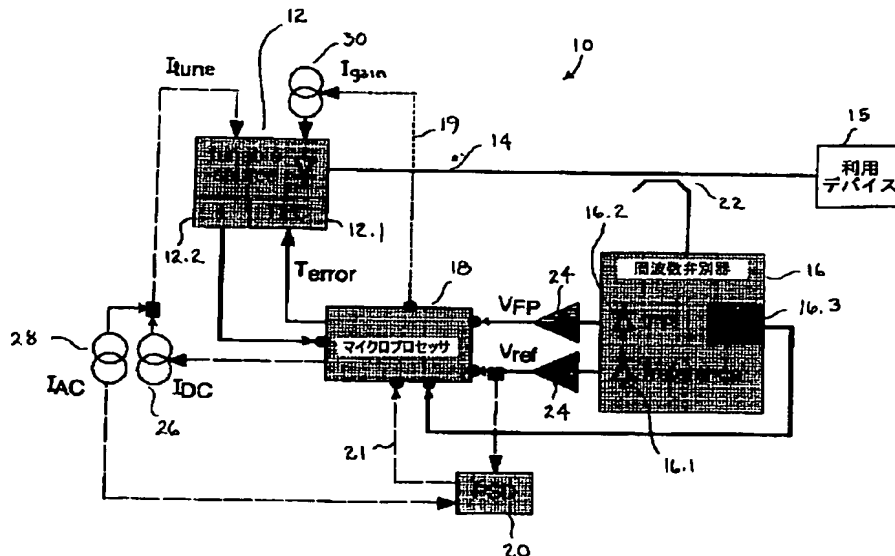
＊(SMSR)(破線)を示すグラフであり、各チャネルに対してサイドモード抑圧比(SMSR)が、必ずしも、 $dP_{out}/dI_{tune}=0$ における同調電流にて極大とはならないことを示す図である。

【図6】中心波長制御ループおよびモードホップ制御ループの両方が閉じられた状態での分布型ブラッグ反射器(DBR)レーザの出力波長と光ファイバに結合されるレーザの出力電力を、レーザに加えられる利得電流の関数として示すグラフの図である。

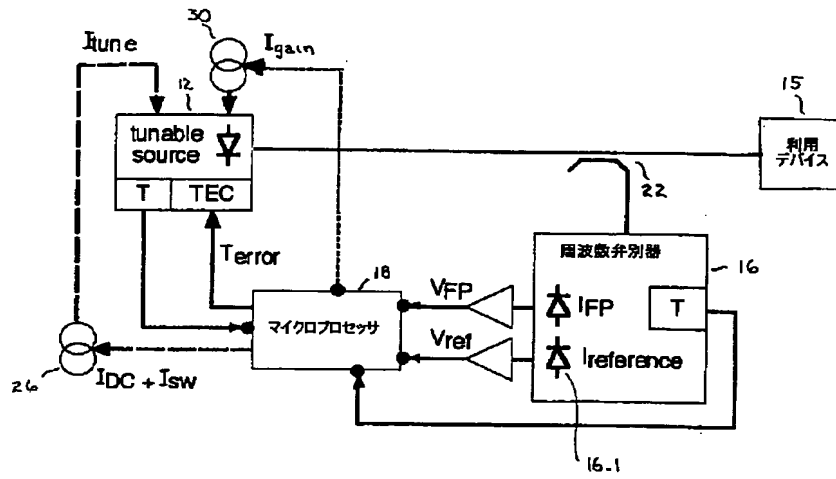
10 【符号の説明】

- 10 光送信機
- 12 可調分布型ブラッグ反射器(DBR)レーザ
- 12.1 熱電気クーラ(TEC)
- 12.2 温度センサ
- 14 光ファイバ
- 15 利用デバイス
- 16 周波数弁別器
- 16.1 参照光検出器
- 16.2 ファブリペロ(FP)光検出器
- 16.3 温度センサ
- 20 位相センシティブ検出器(PSD)
- 22 光結合器
- 24 トランスインピーダンス増幅器
- 26 同調電流用DC源
- 28 ディザ信号用AC源

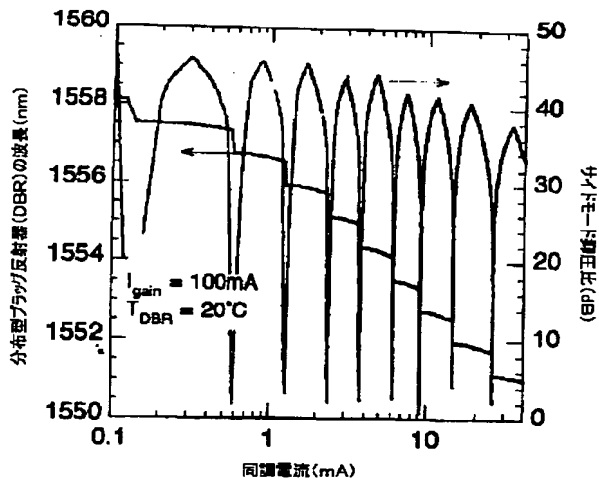
【図1】



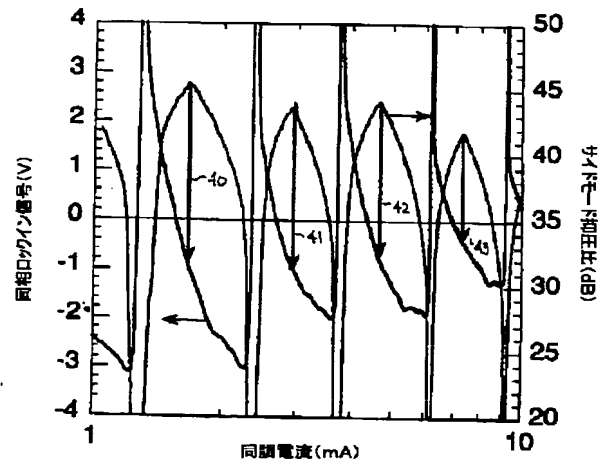
【図2】



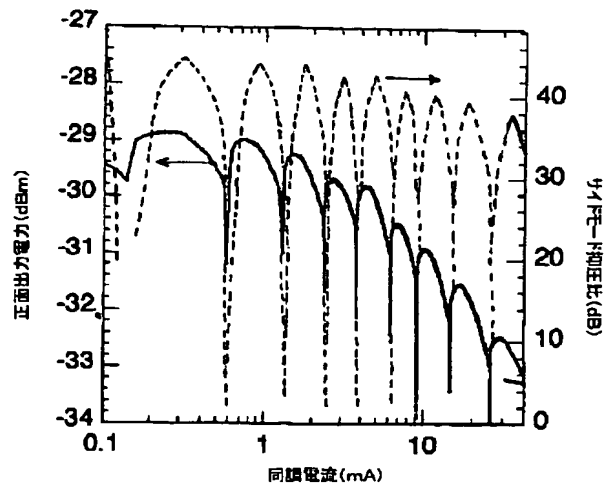
【図3】



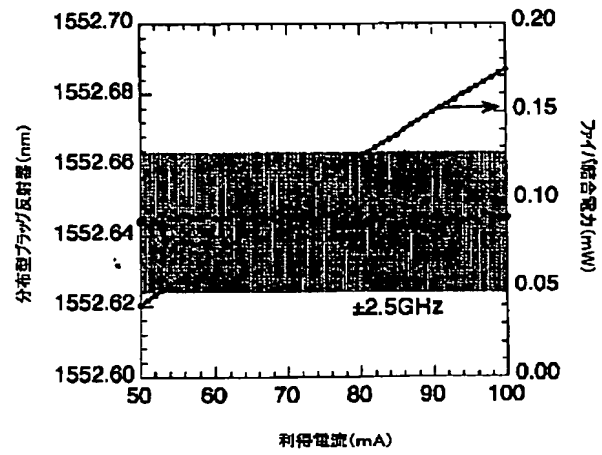
【図4】



【図5】



【図6】



フロントページの続き

(51)Int.Cl.

識別記号

F I

テーマコード (参考)

H 0 4 J 14/00
14/02
H 0 4 B 10/28
10/26

【公報種別】特許法第17条の2の規定による補正の掲載
 【部門区分】第7部門第2区分
 【発行日】平成14年3月15日(2002.3.15)

【公開番号】特開2001-36190(P2001-36190A)
 【公開日】平成13年2月9日(2001.2.9)
 【年通号数】公開特許公報13-362
 【出願番号】特願2000-173064(P2000-173064)
 【国際特許分類第7版】

H01S 5/0687

5/125

H04B 10/14

10/06

10/04

H04J 14/00

14/02

H04B 10/28

10/26

【F I】

H01S 5/0687

5/125

H04B 9/00 S

E

Y

【手続補正書】

【提出日】平成13年9月20日(2001.9.20)

【手続補正1】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】特許請求の範囲

【補正方法】変更

【補正内容】

【特許請求の範囲】

【請求項1】 おのおのが異なるチャネル波長にて動作する複数のチャネルを持つ波長分割多重(WDM)システム内で用いるための光送信機であって、レーザ出力が中心波長および少なくとも一つのサイドモードを持つ、分布型ブラッグ反射器(DBR)半導体レーザであって、前記中心波長が前記レーザに加えられる同調電流に応答して変化しするような分布型ブラッグ反射器(DBR)半導体レーザと、前記中心波長を制御するためのフィードバックループとを備えるこの光送信機において、サイドモード抑圧比(SMSR)が極大となる前記レーザの出力電力の同調電流に関する第一次導関数の非ゼロ値が前記複数の異なるチャネル波長のおのおのに対して格納されるメモリと、第一次導関数を生成し、生成された導関数を格納されている値と比較し、この比較に応答して、前記レーザに前

記サイドモード抑圧比(SMSR)が極大となるレベルの同調電流を個々のチャネル波長に対して供給するコントローラとを含むことを特徴とする光送信機。

【請求項2】 前記光送信機がマイクロプロセッサを備え、このマイクロプロセッサが前記メモリおよび前記コントローラを備えることを特徴とする請求項1の光送信機。

【請求項3】 前記フィードバックループが、中心波長を安定化させるための第一のフィードバックループと、中心波長がある縦モードから別の縦モードにホッピングするのを抑圧するための第二のフィードバックループとを含むことを特徴とする請求項1の光送信機。

【請求項4】 前記レーザが、タンデムに配列された分布型ブラッグ反射器(DBR)セクションと利得セクションとを含み、前記光送信機が前記同調電流を前記分布型ブラッグ反射器(DBR)セクションに加えるための電流源、位相センシティブ検出器(PSD)、前記位相センシティブ検出器(PSD)、および前記分布型ブラッグ反射器(DBR)セクションに結合されたディザ信号源を備えることを特徴とする請求項1の光送信機。

【請求項5】 さらに、前記レーザの出力に応答する周波数弁別器、および前記周波数弁別器と前記位相センシティブ検出器(PSD)との出力に応答して前記第一次導関数を生成するためのマイクロプロセッサを備えるこ

とを特徴とする請求項4の光送信機。

【請求項6】 前記位相センシティブ検出器(PSD)が同相ロックイン信号を生成するロックイン増幅器からなり、前記マイクロプロセッサが前記同相ロックイン信号を前記格納されている前記第一次導関数の値と比較し、これに基づいて、前記分布型ブラッグ反射器(DBR)セクションに、前記複数のチャンネル波長のおおのに対して、前記サイドモード抑圧比(SMSR)を最大にする同調電流を供給することを特徴とする請求項5の光送信機。

【請求項7】 前記光送信機の出力が振幅変調され、前記ディザ源の出力が、前記同調電流に比例して、極大サイドモード抑圧比(SMSR)の各ポイントにおいて、各チャンネルに対して、本質的に一定な変調深さが達成されるようにスケールされることを特徴とする請求項4の光送信機。

【請求項8】 前記光送信機の出力が振幅変調され、前記ディザ源の出力が、極大サイドモード抑圧比(SMSR)の各ポイントにおいて、本質的に一定な電圧とされることを特徴とする請求項4の光送信機。

【請求項9】 前記レーザが、タンデムに配列された分布型ブラッグ反射器(DBR)セクションと利得セクシ

ョンを含み、前記光送信機が前記分布型ブラッグ反射器(DBR)セクションに前記同調電流を加えるための電流源を備え、前記コントローラがマイクロプロセッサを備え、このマイクロプロセッサが相対的に低い振幅の方形波を供給し、これを前記同調電流に加えることで前記同調電流に振幅の変動が起され、前記光送信機が、前記同調電流の振幅の変動を検出し、対応する信号を前記マイクロプロセッサに供給するための手段を備え、前記マイクロプロセッサが、前記信号にตอบสนองして第一次導関数の数値を計算し、計算された第一次導関数と格納されている第一次導関数を比較し、この比較に基づいて、前記方形波の振幅および継続期間を変化させることで、前記分布型ブラッグ反射器(DBR)セクションに、前記サイドモード抑圧比(SMSR)が最大となる同調電流を供給することを特徴とする請求項1の光送信機。

【手続補正2】

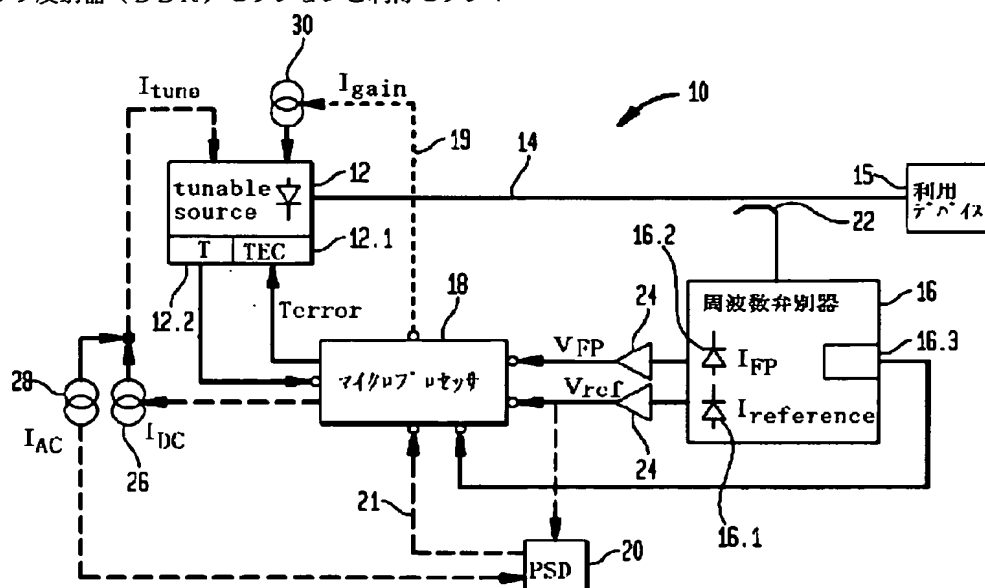
【補正対象書類名】図面

【補正対象項目名】図1

【補正方法】変更

【補正内容】

【図1】



【手続補正3】

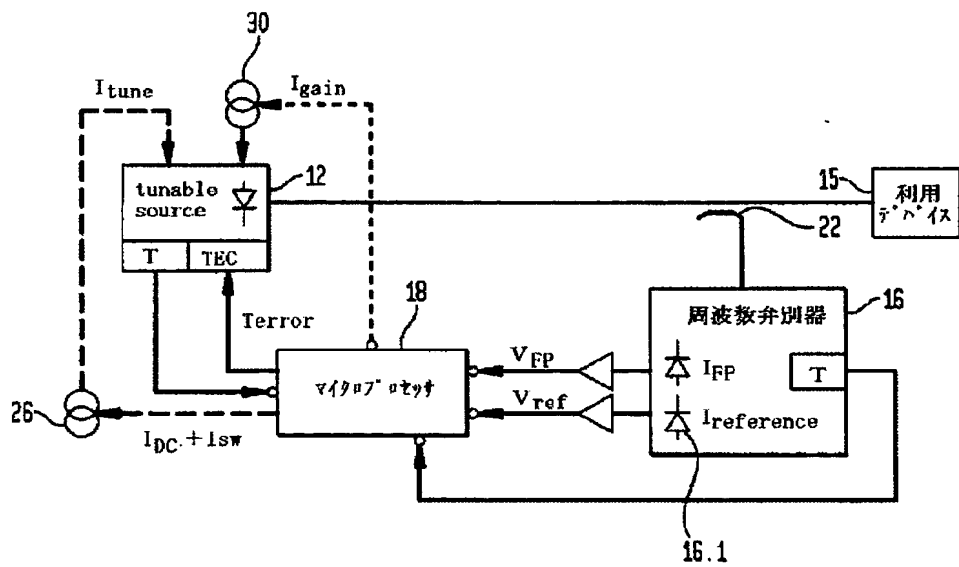
【補正対象書類名】図面

【補正対象項目名】図2

【補正方法】変更

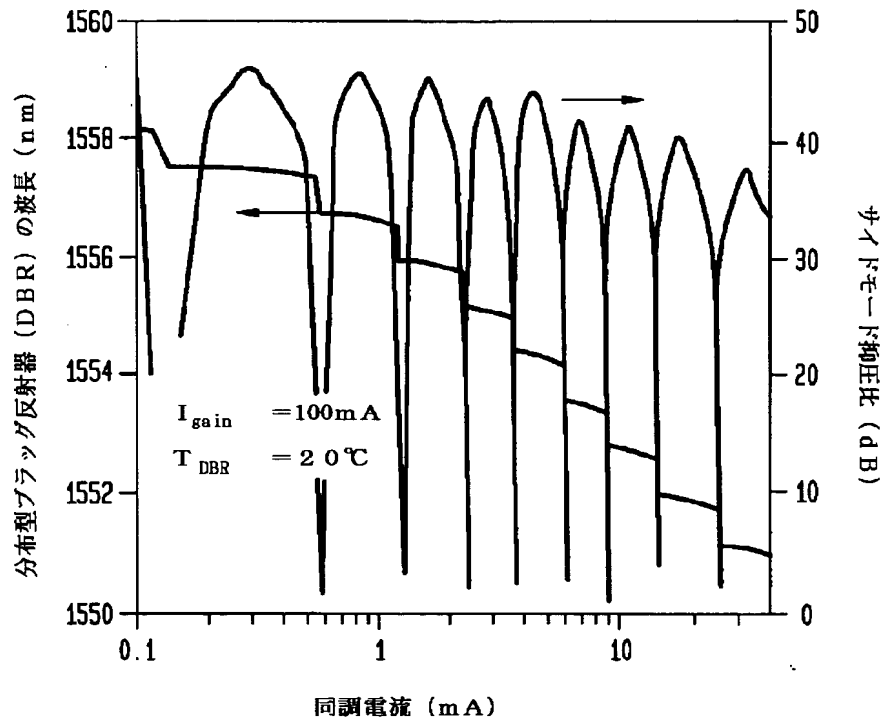
【補正内容】

【図2】



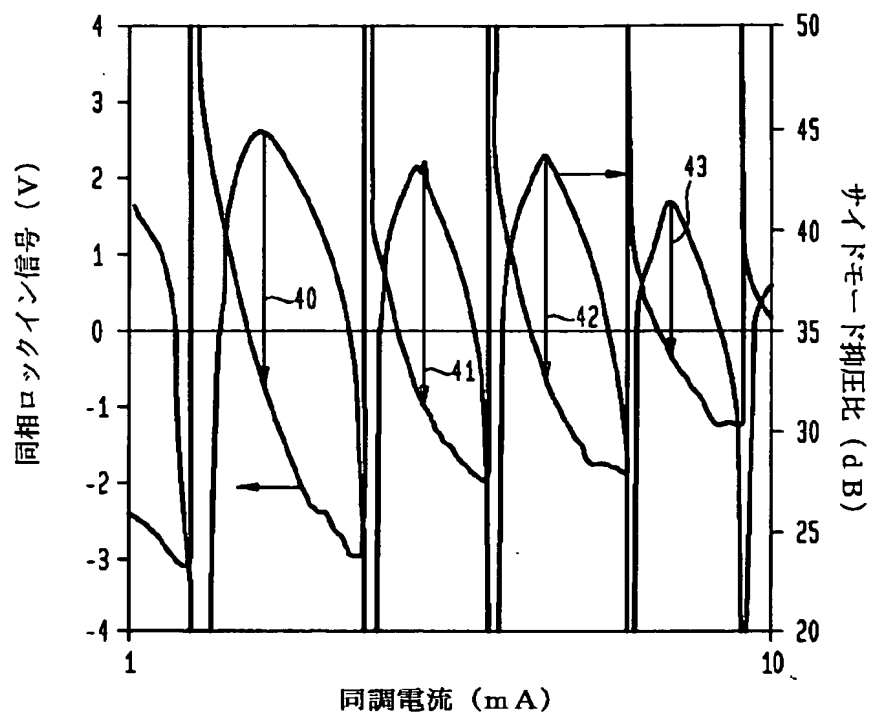
【手続補正4】
 【補正対象書類名】図面
 【補正対象項目名】図3

* 【補正方法】変更
 【補正内容】
 * 【図3】



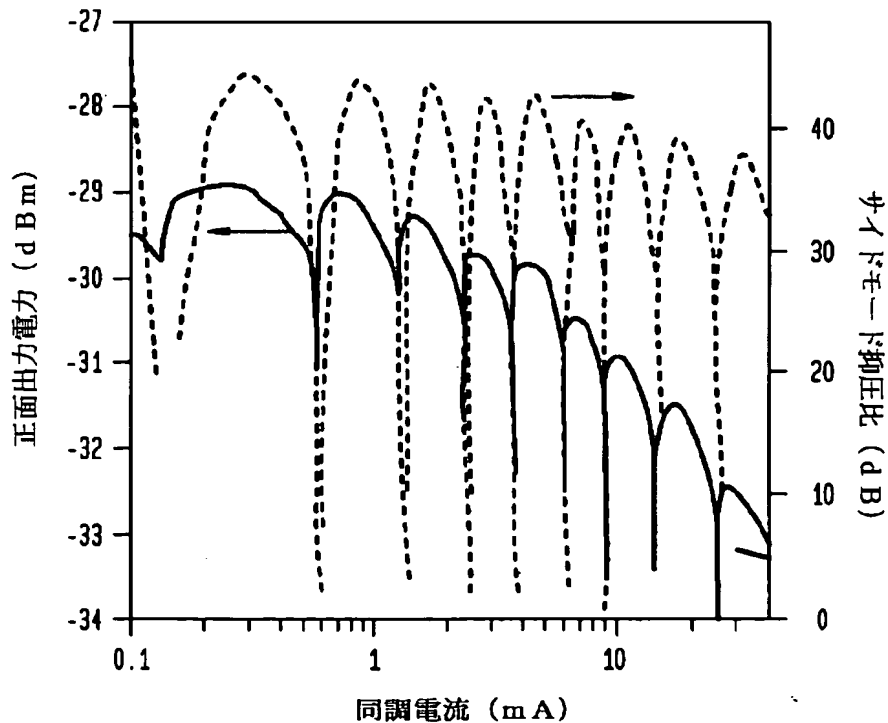
【手続補正5】
 【補正対象書類名】図面
 【補正対象項目名】図4

【補正方法】変更
 【補正内容】
 【図4】



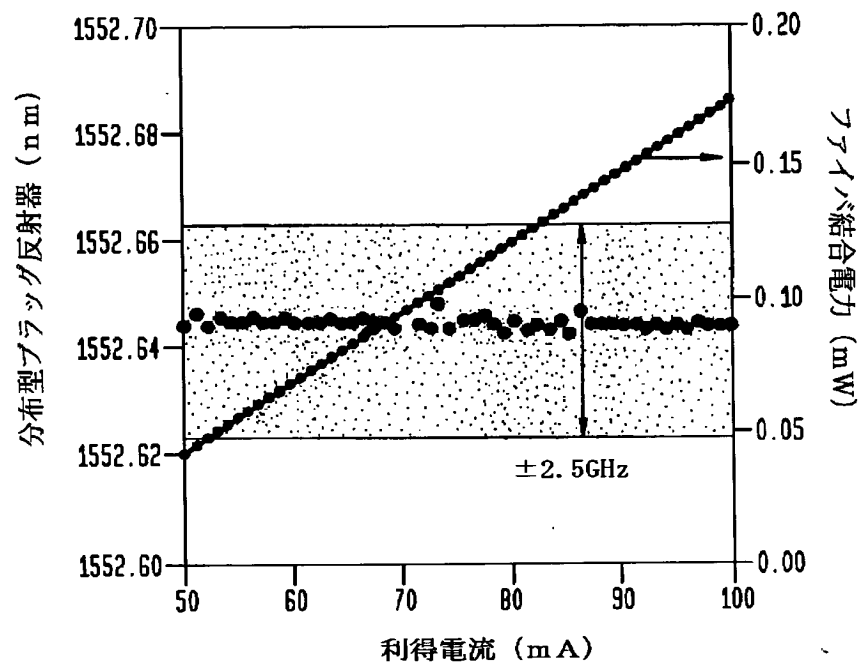
【手続補正6】
 【補正対象書類名】図面
 【補正対象項目名】図5

*【補正方法】変更
 【補正内容】
 * 【図5】



【手続補正7】
 【補正対象書類名】図面
 【補正対象項目名】図6

【補正方法】変更
 【補正内容】
 【図6】



**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

☒ **BLACK BORDERS**

☐ **IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**

☐ **FADED TEXT OR DRAWING**

☐ **BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**

☐ **SKEWED/SLANTED IMAGES**

☒ **COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**

☐ **GRAY SCALE DOCUMENTS**

☐ **LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**

☐ **REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**

☐ **OTHER:** _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.

THIS PAGE BLANK (USPTO)